

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局(43) 国際公開日  
2003 年 10 月 9 日 (09.10.2003)

PCT

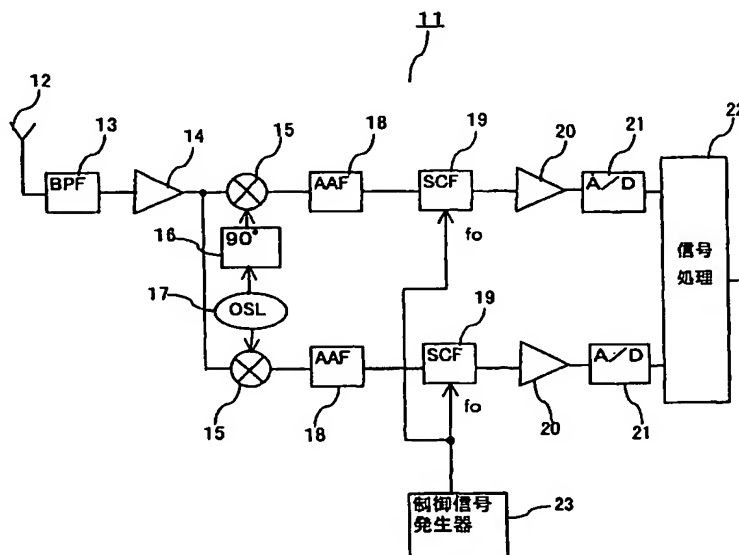
(10) 国際公開番号  
WO 03/084085 A1

- (51) 国際特許分類<sup>7</sup>: H04B 1/30, H03H 19/00  
(21) 国際出願番号: PCT/JP03/03274  
(22) 国際出願日: 2003 年 3 月 18 日 (18.03.2003)  
(25) 国際出願の言語: 日本語  
(26) 国際公開の言語: 日本語  
(30) 優先権データ:  
特願2002-91835 2002 年 3 月 28 日 (28.03.2002) JP  
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社豊田自動織機 (KABUSHIKI KAISHA TOYOTA JIDOSHOKKI) [JP/JP]; 〒448-8671 愛知県刈谷市豊田  
(72) 発明者; および  
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 宮城 弘 (MIYAGI, Hiroshi) [JP/JP]; 〒943-0834 新潟県上越市西城町 2 丁目 5 番 13 号 新潟精密株式会社内 Niigata (JP).  
(74) 代理人: 大菅 義之 (OSUGA, Yoshiyuki); 〒102-0084 東京都千代田区二番町 8 番地 2 〇 二番町ビル 3 F Tokyo (JP).  
(81) 指定国 (国内): CN, KR, US.

[続葉有]

(54) Title: RECEIVER APPARATUS

(54) 発明の名称: 受信機

22...SIGNAL PROCESSING  
23...CONTROL SIGNAL GENERATOR

(57) Abstract: A receiver apparatus (11) that converts a received signal directly to a baseband signal including a switched capacitor filter (19) that controls, based on a control signal applied to a switched capacitor element (27), a cutoff frequency used for filtering the baseband signal; an oscillator that generates a period signal; and a frequency divider (31) that frequency-divides, based on the received signal, the period signal generated by the oscillator; wherein an output signal from the frequency divider (31) is applied, as the control signal, to the switched capacitor element (27).

(57) 要約: 受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機 (11) であって、スイッチドキャパシタ素子 (27) に与えられる制御信号に基づいて、上記ベースバンド信号をフィルタリングする際のカットオフ周波数を制御するスイッチドキャパシタフィルタ

[続葉有]



(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (DE, FR, GB, NL).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(19) と、周期信号を生成する発振器と、上記受信信号に基づいて上記発振器により生成された周期信号を分周する分周器(31)とを備え、上記分周器(31)からの出力信号が上記制御信号として上記スイッチドキャパシタ素子(27)に与えることを特徴とする。

## 明 細 書

## 受信機

## 5 技術分野

本発明は、携帯電話の信号帯域やラジオの信号帯域など、さまざまな信号帯域を受信するための受信機に関するものである。

## 背景技術

10 一般に、携帯電話の信号帯域やラジオの信号帯域など種々の無線信号を受信する方式としては、スーパーヘテロダイン方式やダイレクトコンバージョン方式などいろいろな受信方式が知られている。そして、その内のスーパーヘテロダイン方式は、受信信号を一旦、中間周波数の信号に変換し、それから、ベースバンド信号に変換する受信方式である。

15 そして、このスーパーヘテロダイン方式を採用する受信機において、さまざまな周波数帯域の受信信号を受信させる場合、その受信機には、その受信信号に応じた中間周波信号の信号処理のために、広帯域の信号を処理することが必要となる。

すなわち、例えば、我が国におけるAM信号及びFM信号を受信するスーパー  
20 ヘテロダイン方式の受信機を考えた場合、その受信機は、AM受信用とFM受信用の2つの中間周波数帯域を通過させるために、信号帯域の広いバンドパスフィルタが必要となる。このような複数の中間周波信号を扱う受信機は、構成が複雑となり、受信機全体が大きくなるという問題がある。

受信機を簡単な構成とし、且つ、小型化できる受信方式としては、ダイレクト  
25 コンバージョン方式が知られている。

このダイレクトコンバージョン方式は、受信信号と、受信信号と同じ周波数の信号とを混合することによって、受信信号を直接、ベースバンド信号に変換する受信方式である。そして、このようなダイレクトコンバージョン方式の受信機は、中間周波数を使用せず、直接、受信信号をベースバンド信号に変換することにより、通常、スーパーヘテロダイン方式の受信機のRF (Radio Frequency) 回路部に使用されるイメージ信号除去用のフィルタが不要となり小型化することができる。このように、ダイレクトコンバージョン方式は、受信機を小型化することが可能な受信方式として注目されている。

しかし、ダイレクトコンバージョン方式の受信機においても、さまざまな周波数帯域の受信信号を受信させる場合、その受信機には、その受信信号に応じたベースバンド信号の信号処理のために、広帯域の信号を処理することが必要となる。

すなわち、従来のダイレクトコンバージョン方式の受信機においても、いろいろな信号帯域に応じて、その信号帯域毎に不要な信号を除去するためのフィルタを用意する必要があった。

そして、それらのフィルタは、信号帯域に応じて切り替える必要がある。そのフィルタを切り替えるための制御回路は、信号帯域の数が増えるにつれて、構成が複雑になり、受信機の大型化の原因にもなっている。

また、従来の受信機は、抵抗やコンデンサの受動素子でフィルタを構成しており、フィルタ特性のばらつきが大きいという問題点もあった。

そこで、本発明では、上記問題点を考慮し、さまざまな信号帯域に容易に適應することが可能で、且つ、半導体集積化に適した受信機を提供することを目的とする。

本発明の第一の態様である受信機は、受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機であって、スイッチドキャパシタ素子に与えられる制御信号に基づいて上記ベースバンド信号をフィルタリングする際のカットオフ周波数を制御するスイッチドキャパシタフィルタと、周期信号を生成する発振器と、上記受信信号に基づいて上記発振器により生成された周期信号を分周する分周器と、  
5 備え、上記分周器からの出力信号が上記制御信号として上記スイッチドキャパシタ素子に与えられることを特徴とする。

上記の構成によれば、ベースバンド信号を通過させる周波数フィルタとしてスイッチドキャパシタフィルタを使用しているため、そのスイッチドキャパシタフィルタのカットオフ周波数を可変するだけで、いろいろな受信信号帯域に対応することが可能となり、受信帯域毎に個別のフィルタ処理を設ける必要がなくなる。これより、受信機を小型化することが可能となる。

また、本発明の第二の様態の受信機は、上記第1の分周器が、プログラマブルカウンタであって、整数倍に分周する分周方式またはフラクショナルN方式  
15 の分周器で構成されてもよい。

上記の構成によれば、任意のカットオフ周波数を設定することができ、いろいろな受信帯域に適応することが可能となる。

また、本発明の第三の様態の受信機は、上記スイッチドキャパシタフィルタが、少なくとも増幅器を備え、上記増幅器の帰還抵抗としての抵抗成分が、上記  
20 スwitchドキャパシタ素子により実現されるように構成されてもよい。

上記の構成によれば、前述の第一の態様と同様の作用・効果を得ることができる。

また、本発明の第四の様態の受信機は、受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機であって、周期信号を生成する発振器と、上記発振器で生成された  
25 周期信号と上記受信信号とを混合し、ベースバンド信号を出力するミキサと、ス

5 イッチドキャパシタ素子に与えられる制御信号に基づいて上記ミキサから出力されるベースバンド信号をフィルタリングする際のカットオフ周波数を制御するスイッチドキャパシタフィルタと、上記受信信号に基づいて上記発振器により生成された周期信号を分周する分周器とを備え、上記分周器からの出力信号が上記制御信号として上記スイッチドキャパシタ素子に与えられることを特徴とする。

上記の構成によれば、電圧制御発振器から出力される信号を、プログラマブルカウンタなどの分周器で分周し、その分周した信号を使ってスイッチドキャパシタフィルタの通過帯域を可変しているため、スイッチドキャパシタフィルタの通過帯域を可変するために必要な基準周波数信号を生成する回路を省略することができ、受信機を小型化することが可能となる。

#### 図面の簡単な説明

本発明は、後述する詳細な説明を、下記の添付図面と共に参照すればより明らかになるであろう。

15 図 1 は、本発明の受信機を示す図である。

図 2 A は、スイッチドキャパシタフィルタの回路構成を示す図である。

図 2 B は、スイッチドキャパシタフィルタにおけるカットオフ周波数と 1 次積分型アクティブ LPF における帰還抵抗の抵抗値との関係を示す図である。

図 2 C は、スイッチドキャパシタ素子を示す図である。

20 図 3 A は、スイッチドキャパシタ素子のスイッチング動作の制御動作を説明する図である。

図 3 B は、フラクショナル-N方式の分周器を示す図である。

図 4 は、局部発振器から出力される発振信号の周波数を可変するための PLL 方式のシンセサイザの構成を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態を図面を用いて説明する。

図1は、本発明の受信機を示す図である。

図1において、11は、ダイレクトコンバージョン受信機を、12は、アンテナ  
5 を、13は、バンドパスフィルタを、14は、高周波信号増幅器を、15は、ミキサ  
を、16は、90°位相器を、17は、局部発振器（図1ではOSL: oscillatorと示す）を、18は、アンチエリアシングフィルタを、19は、スイッ  
チドキャパシタフィルタを、20は、ベースバンド信号増幅器を、21は、A/D  
コンバータを、22は、信号処理部を、23は、制御信号発生器をそれぞれ示して  
10 いる。

なお、上記信号処理部22は、1つの機能ブロックで示しているが、受信信号  
からベースバンド信号に変換された後の様々な処理（例えば、検波処理やデジ  
タルフィルタ処理など）を行う。

また、図1において、受信信号をベースバンド信号に変換後、その後の処理をアナログ信号で  
15 行う場合は、A/Dコンバータ21は省略される。

また、上記スイッチドキャパシタフィルタ19は、ベースバンド信号の高周波成分を除去する  
ローパスフィルタの機能を備えており、そのカットオフ周波数は、制御信号発生器23から出力  
される制御信号に応じて可変することができる。

また、上記ダイレクトコンバージョン受信機11は、1チップに集積化することが可能である。

20 次に、ダイレクトコンバージョン受信機11の動作を説明する。

まず、上記ダイレクトコンバージョン受信機11は、アンテナ12より受信信  
号を受信すると、バンドパスフィルタ13によって、不要な信号を除去し、高周  
波信号増幅器14によって、受信信号を増幅する。

そして、増幅された受信信号は、ミキサ15、90°位相器16、及び局部発  
25 振器17によって、互いに位相が90°異なる2つの直交信号に変換される。

なお、局部発振器 17 からミキサ 15 に入力される信号は、受信信号と同一周波数の信号となっている。

次に、その 2 つの直交信号は、アンチエリアシングフィルタ 18 によって、この後の処理で発生する折り返し雑音を防止するために、余分な信号が除去され、

5 スイッチドキャパシタフィルタ 19 に入力される。

そして、スイッチドキャパシタフィルタ 19 に入力された信号は、スイッチドキャパシタフィルタ 19 によって、高周波成分が除去され、ベースバンド信号増幅器 20 で増幅される。

そして、ベースバンド信号増幅器 20 において増幅された信号は、A/D  
10 ンバータ 21 でデジタル信号に変換され、信号処理部 22 で検波処理などの所定のデジタル信号処理が行われる。

また、ダイレクトコンバージョン受信機 11 は、受信信号を直接ベースバンド信号に変換する際、受信信号に発生する不要な信号（イメージ信号など）をローパスフィルタで除去している。

15 そして、このとき、受信する受信信号の信号帯域に応じて、そのローパスフィルタの通過帯域も変える必要がある。本実施形態のダイレクトコンバージョン受信機 11 では、ローパスフィルタとしてスイッチドキャパシタフィルタ 19 を使用し、信号帯域毎に通過帯域を変えている。

これより、従来の受信機のように、信号帯域毎にフィルタを用意しておき、  
20 受信信号の信号帯域に応じてフィルタを切り替える処理が必要なくなり、回路構成を簡単なものとするのが可能となる。

すなわち、ローパスフィルタ機能とカットオフ周波数を変える機能とを備えるスイッチドキャパシタフィルタ 19 をダイレクトコンバージョン受信機 11 に備えることにより、1 つのスイッチドキャパシタフィルタ 19 で複数の信号  
25 帯域の中から所望な信号帯域の受信信号を処理することができる。これより、



ダイレクトコンバージョン受信機 11 を小型化することができる。

次に、上記スイッチドキャパシタ 19 の回路構成を説明する。

図 2 A は、スイッチドキャパシタフィルタ 19 の回路構成を示す図である。

図 2 A において、スイッチドキャパシタフィルタ 19 は、一般的に知られてい  
5 る状態変数型アクティブ LPF (low pass filter) (または、  
バイクアド型ローパスフィルタという) である。

上記スイッチドキャパシタフィルタ 19 は、オペアンプの入力側に直列に抵  
抗が接続される 2 次バイクアドアクティブ LPF 24 に積分器 25 及び反転増  
幅器 26 が加えられ、全体で閉ループが構成されている。そして、このスイッ  
10 チドキャパシタフィルタ 19 の積分器 25 の出力が、従来の受信機のローパス  
フィルタの出力と同等な機能を果たしている。

一般に、スイッチドキャパシタフィルタ 19 における 3 dB 降下通過帯域幅  
 $\omega$  は、以下のような式が成り立つ。

$$\omega = 1 / RC - (1)$$

15 なお、上記 R 及び C は、2 次バイクワッドアクティブ LPF 24 における帰還  
抵抗の抵抗値及びコンデンサの容量値を示している。

また、スイッチドキャパシタフィルタ 19 は、上記 3 dB 降下通過帯域幅  $\omega$   
が大きくなれば、カットオフ周波数  $f_c$  を高くし、3 dB 降下通過帯域幅  $\omega$  が小  
さくなれば、カットオフ周波数  $f_c$  を低くする。

20 図 2 B は、スイッチドキャパシタフィルタ 19 におけるカットオフ周波数  $f_c$   
と 1 次積分型アクティブ LPF 24 における帰還抵抗 R の抵抗値との関係を  
示す図である。

図 2 B に示すように、高いカットオフ周波数  $f_c$  を設定したい場合は、2 次バ  
イクワッドアクティブ LPF 24 における帰還抵抗 R の抵抗値を小さくする。

25 また、低いカットオフ周波数  $f_c$  を設定したい場合は、1 次積分型アクティブ

L P F 2 4における帰還抵抗Rの抵抗値を大きくする。

このように、スイッチドキャパシタフィルタ19のカットオフ周波数 $f_c$ を可変させる場合は、2次バイクウッドアクティブL P F 2 4の帰還抵抗Rの抵抗値を可変させればよい。

- 5 次に、2次バイクウッドアクティブL P F 2 4における帰還抵抗Rの抵抗値を可変させる方法を説明する。

図2Cは、2次バイクウッドアクティブL P F 2 4の帰還抵抗Rとして使用されるスイッチドキャパシタ素子27を示す図である。

- 10 図2Cに示すように、スイッチドキャパシタ素子27は、コンデンサ28と2つのスイッチT1及びスイッチT2とからなり、コンデンサ28に接続されるスイッチT1及びスイッチT2をある制御信号 $f_0$ で交互にスイッチングすることによって、その制御信号 $f_0$ に応じた抵抗値をもつ抵抗素子となる。ここで、スイッチドキャパシタ素子27の抵抗値 $R_E$ は、 $R_E = 1 / (f_0 \cdot C)$ で表せる。

- 15 この制御信号 $f_0$ の周波数を可変し、スイッチT1及びスイッチT2のスイッチング動作の速度を遅くしたり、早くしたりすることによって、上記スイッチドキャパシタ素子27の抵抗値を可変させることができる。

一般に、コンデンサC1と抵抗R1で構成されるフィルタのカットオフ周波数 $f_c$ は、

20 
$$f_c = 1 / (2\pi \cdot C1 \cdot R1)$$

となる。また、一般的なスイッチドキャパシタフィルタの場合、

$$f_c = (f_0 \cdot C) / (2\pi C1)$$

となる。

- そして、同じICチップ上に2つのコンデンサ（コンデンサC及びC1）を  
25 設けて構成されるスイッチドキャパシタフィルタの場合、その2つのコンデン

サは、容量が同じ方向で、且つ、容量がばらつくので、カットオフ周波数の精度があまりよくない。

そこで、2つのコンデンサの容量のばらつき係数を $k$ とすると、スイッチドキャパシタフィルタのカットオフ周波数 $f_c$ は、

$$\begin{aligned} f_c &= (f_0 \cdot k \cdot C) / (2\pi \cdot k \cdot C_1) \\ &= (f_0 \cdot C) / (2\pi C_1) \end{aligned}$$

となり、コンデンサ $C$ とコンデンサ $C_1$ の互いの容量のばらつきが打ち消され、カットオフ周波数 $f_0$ の精度が高まる。

次に、上記スイッチ $T_1$ 及びスイッチ $T_2$ に入力される制御信号 $f_0$ の生成方法を説明する。

図3Aは、上記スイッチ $T_1$ 及びスイッチ $T_2$ に入力される制御信号 $f_0$ を生成する方法を説明する図である。

図3Aにおいて、31は、プログラマブルカウンタを示している。プログラマブルカウンタ31は、入力信号の周波数 $f_{ck}$ をバイナリ値 $N_{p1}$ （整数倍の値）に応じた周波数 $f_{o1}$ の制御信号を出力している。そして、このとき、プログラマブルカウンタ31から出力される制御信号は、受信される受信信号の信号帯域に基づいて出力される。

すなわち、プログラマブルカウンタ31に入力される基準信号 $f_{ck}$ は、受信の信号帯域に応じて、 $f_{o1} = f_{ck} / N_{p1}$ の信号に分周され、この $f_{o1}$ が制御信号としてスイッチドキャパシタフィルタ19のスイッチング動作を制御する。

例えば、プログラマブルカウンタ31から出力される制御信号 $f_{o1}$ において、制御信号 $f_{o1}$ がH(high)レベルのときは、スイッチ $T_1$ が閉じ（スイッチ $T_1$ はON）、スイッチ $T_2$ が開く（スイッチ $T_1$ はOFF）。これより、コンデンサ28に電荷が貯まる。

そして、制御信号  $f_o$  が L (low) レベルのときは、スイッチ T1 が開き (スイッチ T1 は OFF)、スイッチ T2 が閉じる (スイッチ T2 が ON 状態)。これより、コンデンサ 28 に貯まっていた電荷がスイッチ T2 側に放出される。

そして、このスイッチ T1 及びスイッチ T2 の ON/OFF の切り替え動作  
5 速度を速くすることによって、帰還抵抗 R としてのスイッチドキャパシタ素子 27 の抵抗値が小さくなる。

また、反対に、ON/OFF の切り替え動作速度を遅くすることによって、帰還抵抗 R としてのスイッチドキャパシタ素子 27 の抵抗値が大きくなる。

次に、異なる信号帯域の受信信号を受信する場合を考える。

10 スwitchドキャパシタフィルタ 19 は、異なる信号帯域毎にカットオフ周波数を可変する必要がある。低いカットオフ周波数にするためには、上記  $\omega = 1 / RC - (1)$  より、抵抗値 R を大きくさせるように、スイッチドキャパシタ素子 27 に入力される制御信号  $f_o$  の周波数を低くする。このとき、プログラマブルカウンタ 31 から周波数が低い制御信号  $f_o$  が出力されるようなバイナリ値  
15 をプログラマブルカウンタ 31 に入力する。

反対に、高いカットオフ周波数にするためには、上記  $\omega = 1 / RC - (1)$  より、抵抗値 R を小さくさせるように、スイッチドキャパシタ素子 27 に入力される制御信号  $f_o$  の周波数を高くする。このとき、プログラマブルカウンタ 31 から周波数の高い制御信号  $f_o$  が出力されるようなバイナリ値をプログラマブル  
20 ルカウンタ 31 に入力する。

このように、スイッチ T1 及びスイッチ T2 の ON/OFF の切り替え動作の速さを上記プログラマブルカウンタ 31 の出力する制御信号  $f_o$  によって可変させれば、スイッチドキャパシタ素子 27 の抵抗値を変えることが可能となる。そして、スイッチドキャパシタ素子 27 の抵抗値を可変することによつ  
25 て、スイッチドキャパシタフィルタ 19 のカットオフ周波数  $f_c$  を可変するこ

とが可能となる。

図 3 B は、フラクショナル-N (Fractional Number) 方式の分周器を示す図である。

図 3 B において、32 は、少数点以下の値を含む分周値を有する、フラクショナル-N 方式の分周器であり、 $1/N$ に限らず所望な分周比を任意に設定することが可能なものである。

プログラマブルカウンタ 31 は、基準信号の整数倍の値で分周比が決まってしまうが、このフラクショナル-N 方式の分周器 32 は、入力される基準信号  $f_{ck}$  のパルスを抜いたり足したりすることによって、分周比を任意に設定することができる。

このフラクショナル-N 方式の分周器 32 から出力される信号  $f_{o2}$  を制御信号としてスイッチドキャパシタ素子 27 に入力することにより、スイッチドキャパシタ素子 27 のスイッチング動作を制御している。このように、スイッチドキャパシタ素子 27 のスイッチング動作の制御をフラクショナル-N 方式の分周器 32 から出力される信号で制御することによって、プログラマブルカウンタ 31 で制御するよりも細かい制御が可能となる。

このように、ダイレクトコンバージョン受信機 11 において、ベースバンド信号の不要な信号を除去するためのローパスフィルタとして、スイッチドキャパシタフィルタ 19 を採用することにより、簡単な構成でいろいろな信号帯域の受信信号を受信することができる。

また、スイッチドキャパシタフィルタ 19 は、半導体集積回路内に作ることが可能なので、回路全体を小型化することが可能となる。

また、カットオフ周波数を可変するための制御信号を生成するために、プログラマブルカウンタ 31 やフラクショナル-N 方式の分周器 32 を採用し、それらの分周比を変えるためのデータ値を変えるだけで、容易にカットオフ周波

数を可変することが可能となる。

なお、本実施形態のダイレクトコンバージョン受信機 11 は、その形態は上記形態に限定されない。

例えば、上記局部発振器 17 から出力される出力信号を分周し、その分周した信号を、上記スイッチドキャパシタフィルタ 19 のカットオフ周波数を可変させるための制御信号  $f_o$  としてもよい。

図 4 は、上記ダイレクトコンバージョン受信機 11 における局部発振器 17 の発振信号の周波数を可変するための PLL (Phase Locked Loop) 方式のシンセサイザ 41 の構成を示す図である。

図 4 において、42 は、電圧制御発振器 (VCO: Voltage Controlled Oscillator) を、43 は、入力されるバイナリ値 (整数倍の値) に応じて電圧制御発振器 42 から入力される信号の周波数を整数分の 1 に分周するプログラマブルカウンタを、44 は、プログラマブルカウンタ 43 から出力された信号と基準信号  $f_x$  とを比較し、その位相差に応じた電圧値を出力する位相比較器を、45 は、位相比較器 44 から出力された電圧値から不要な電圧成分を取り除き、直流制御電圧を作り出すローパスフィルタを示している。

また、46 は、電圧制御発振器 42 から出力される信号の周波数を  $1/P$  に分周するプログラマブルカウンタを、47 は、水晶振動子などから出力される基準信号  $f_x$  の周波数を  $1/N$  に固定分周する分周器を示しており、分周器 47 から出力される基準信号  $f_r$  は、 $f_r = f_x / N$  となるように設定されている。

図 4 におけるシンセサイザ 41 は、一般的に、知られているプログラマブルカウンタ 43 を使った PLL 方式のシンセサイザである。

また、位相比較器 44 は、分周器 47 から出力される基準信号  $f_r$  と、電圧

制御発振器 4 2 から出力される信号  $f_v$  をプログラマブルカウンタ 4 3 で  $1/k$  に分周した信号  $f_w$  との互いの位相を比較し、その位相差に応じた電圧を出力する。このように、電圧制御発信器 4 2 から出力される信号  $f_v$  は、シンセサイザ 4 1 の PLL ループにより、 $f_v = f_r \cdot K$  の関係が保たれている。

- 5     そして、電圧制御発振器 4 2 から出力される信号  $f_v$  をプログラマブルカウンタ 4 6 で  $1/P$  に分周し、その分周した信号を上記スイッチドキャパシタフィルタ 1 9 におけるスイッチドキャパシタ素子 2 7 のスイッチ T 1 及びスイッチ T 2 の ON/OFF の切り替え動作の制御に利用している。

- 10     このとき、プログラマブルカウンタ 4 6 から出力される制御信号は、受信信号を直接ベースバンド信号に変換するための発振信号としても使用するの、プログラマブルカウンタ 4 6 に入力されるバイナリ値は、受信信号と一定の関係をもつ値となっている。

なお、上記プログラマブルカウンタ 4 3 またはプログラマブルカウンタ 4 6 を、フラクショナル N 方式の分周器として構成してもよい。

- 15     このように、プログラマブルカウンタ 4 6 をフラクショナル N 方式の分周器とした場合は、スイッチドキャパシタフィルタ 1 9 に入力される制御信号の周波数を任意に設定することが可能となる。

- 20     本発明の受信機によれば、受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機のローパスフィルタとしてスイッチドキャパシタフィルタを採用し、そのカットオフ周波数を変化させることで、種々の信号帯域に対応できる受信機を簡素な構成で実現できる。また、分周器として整数倍で分周する分周方式またはフラクショナル N 方式のプログラマブルカウンタを用いることで、スイッチドキャパシタフィルタのカットオフ周波数を任意の周波数に設定できる。

## 請 求 の 範 囲

1. 受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機であって、  
スイッチドキャパシタ素子に与えられる制御信号に基づいて上記ベースバンド信号をフィルタリングする際のカットオフ周波数を制御するスイッチドキャパシタフィルタと、  
周期信号を生成する発振器と、  
上記受信信号に基づいて上記発振器により生成された周期信号を分周する分周器と、を備え、
- 10 上記分周器からの出力信号が上記制御信号として上記スイッチドキャパシタ素子に与えられることを特徴とする受信機。  
2. 請求項1に記載の受信機であって、  
上記分周器は、プログラマブルカウンタであって、整数倍に分周する分周方式またはフラクショナルN方式の分周器であることを特徴とする受信機。
- 15 3. 請求項1に記載の受信機であって、  
上記スイッチドキャパシタフィルタは、少なくとも増幅器を備え、  
上記増幅器の帰還抵抗としての抵抗成分が、上記スイッチドキャパシタ素子により実現されることを特徴とする受信機。  
4. 受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機であって、
- 20 周期信号を生成する発振器と、  
上記発振器で生成された周期信号と上記受信信号とを混合し、ベースバンド信号を出力するミキサと、  
スイッチドキャパシタ素子に与えられる制御信号に基づいて上記ミキサから出力されるベースバンド信号をフィルタリングする際のカットオフ周波数を制御するスイッチドキャパシタフィルタと、
- 25



上記受信信号に基づいて上記発振器により生成された周期信号を分周する分周器と、を備え、

上記分周器からの出力信号が上記制御信号として上記スイッチドキャパシタ素子に与えられることを特徴とする受信機。

1/4

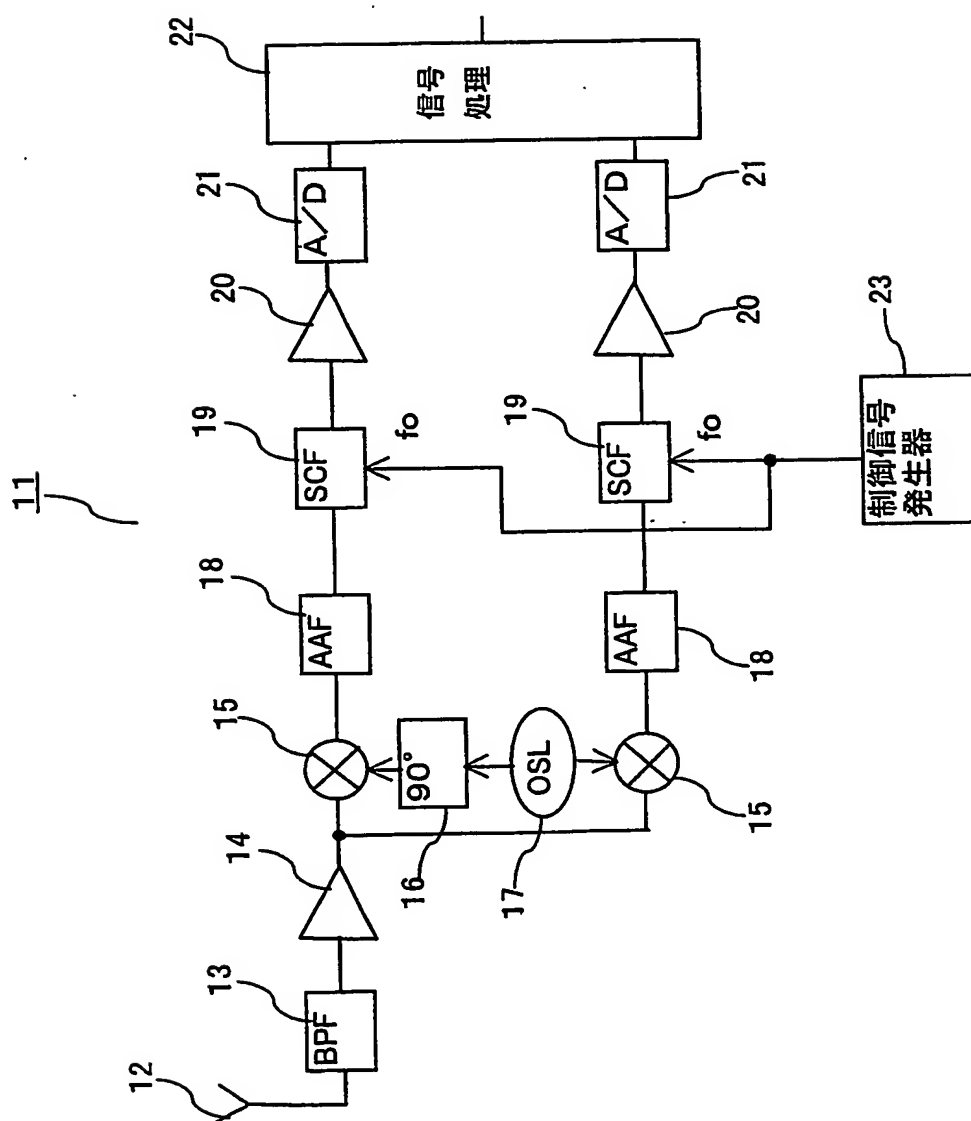


図 1

2/4

19

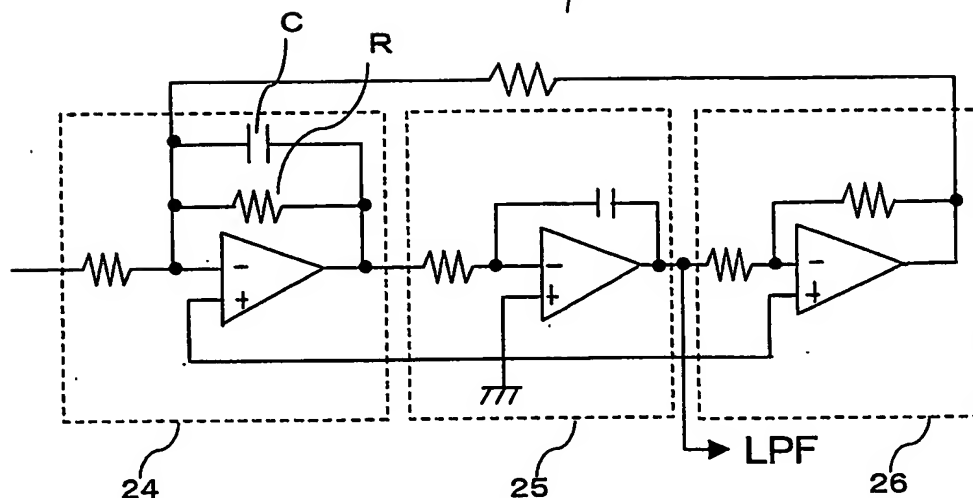


图 2 A

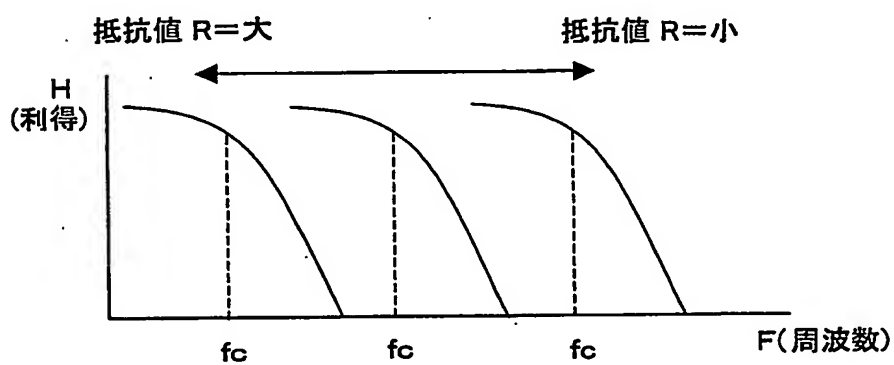


图 2 B

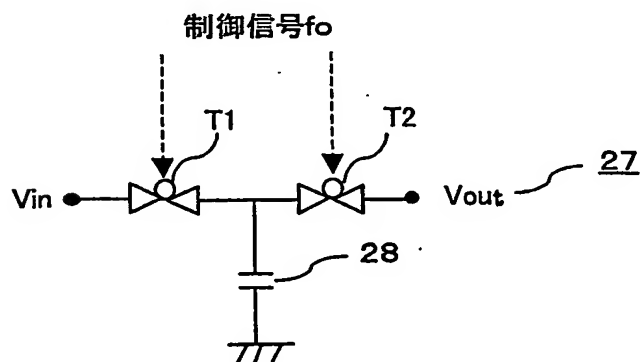


图 2 C

3/4

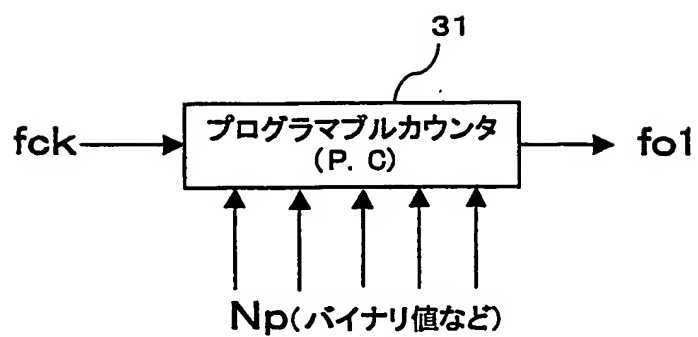


図 3 A

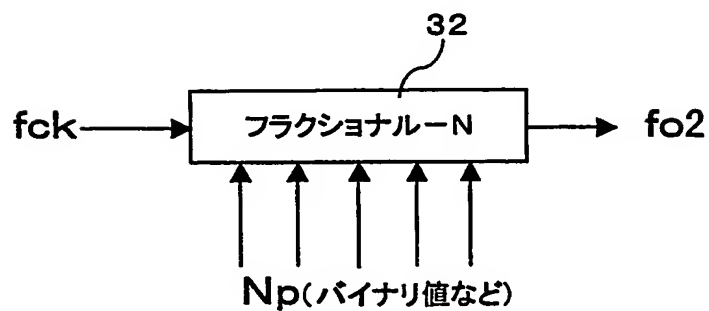


図 3 B

4/4

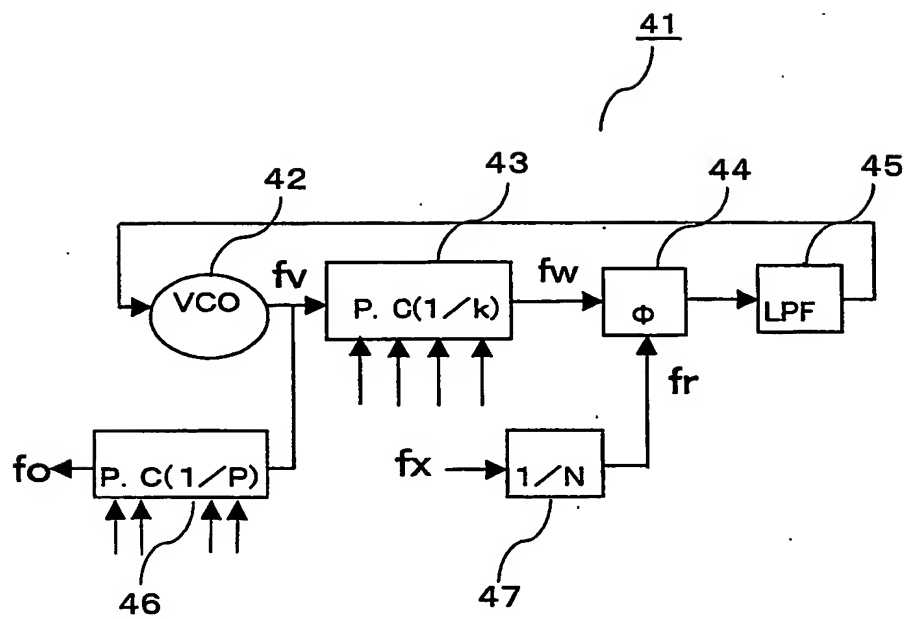


図 4

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/03274

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
Int.Cl<sup>7</sup> H04B1/30, H03H19/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
Int.Cl<sup>7</sup> H04B1/30, H03H19/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2003  
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2003 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 5-183342 A (Toshiba Corp.), 23 July, 1993 (23.07.93), Par. No. [0006] (Family: none)	1-4
Y	JP 5-283614 A (Crystal Semiconductor Corp.), 29 October, 1993 (29.10.93), Fig. 1 & DE 4300519 A1 & US 5220483 A	1-4
Y	JP 2000-114896 A (NEC Corp.), 21 April, 2000 (21.04.00), Fig. 1 (Family: none)	1-4

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:  
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance  
"E" earlier document but published on or after the international filing date  
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)  
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means  
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention  
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone  
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art  
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
20 May, 2003 (20.05.03)

Date of mailing of the international search report  
03 June, 2003 (03.06.03)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/03274

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 10-215152 A (NEC Corp.), 11 August, 1998 (11.08.98), Fig. 2 (Family: none)	2-3

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl<sup>7</sup> H04B1/30 H03H19/00

B. 調査を行った分野  
調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl<sup>7</sup> H04B1/30 H03H19/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの  
日本国実用新案公報 1922-1996年  
日本国公開実用新案公報 1971-2003年  
日本国登録実用新案公報 1994-2003年  
日本国実用新案登録公報 1996-2003年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 5-183342 A (株式会社東芝) 1993. 07. 23 段落番号【0006】 (ファミリーなし)	1-4
Y	JP 5-283614 A (クリスタル セミコンダクター コーポレーション) 1993. 10. 29 図1 & DE 4300519 A1 & US 5220483 A	1-4

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日 20. 05. 03

国際調査報告の発送日 03.06.03

国際調査機関の名称及びあて先  
日本国特許庁 (ISA/J P)  
郵便番号100-8915  
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)  
江口 能弘



5 J 8125

電話番号 03-3581-1101 内線 3534



## C (続き). 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	J P 2000-114896 A (日本電気株式会社) 2000.04.21 図1 (ファミリーなし)	1-4
Y	J P 10-215152 A (日本電気株式会社) 1998.08.11 図2 (ファミリーなし)	2-3